

ドップラー着陸方式の基礎実験

その1 受信スペクトラムについて

飯口 真一・大野 繁樹・島田 一雄

あらまし

標記の方式は、波源の運動により生ずるドップラー効果を、航空機着陸のための誘導に利用するものである。波源の運動は、リニアアレイアンテナの各素子を高速切り換え給電を行うことにより得られ、この様なアンテナをドップラーアレイアンテナと呼ぶ。素子数7個のドップラーアレイアンテナを試作し、主として受信スペクトラムに関する実験を行った。結果は、これまでに著者らが得た理論にいずれも良く合致するものであり、ドップラー着陸誘導方式の実用化の可能性を確認する事ができた。

1. まえがき

航空機の過密化に付随する諸問題に対処するために、新しい方式の ILS (Instrument Landing System) を 1985 年をめぐりに導入することが、1975 年の第 7 回国際航空会議で決定された。新方式 ILS の必要性は、主として ATC (Air Traffic Control) の機能向上に起因するものであるが、その他に着陸の自動化、安全性の向上、着陸時の騒音減少等を、新方式 ILS の導入により可能にすることができる。特に騒音については、市街地空港での騒音が大きな社会問題となっている我が国では、その利点に期待する所は大きい。

新しい ILS の方式は、現在までに数種のものが世界各国から提案され、その幾つかはすでに実験段階に入っている [1], [2]。また ICAO (International Civil Aviation Organization) では、提案された各方式の中から国際標準方式を間もなく決定する見込みである。提案された各方式はそれぞれに利点を有しており、いずれもその優劣を判じ難い。しかしながら当研究室では、原理の新奇性、地上装置敷設の経済性、反射波除去能力に対する優秀性等に着目し、ドップラー方式の ILS (以下これをドップラー MLS と呼ぶ、MLS; Microwave Landing System) を取り上げ、研究を行ってきた。これまでにシステムの主要部について理論的な解析を終え [3], [4], [5], [6]、今回 7 個の素子アンテナを用いて地上送信用アンテナを中心とする基礎実験を行った。以下はその実験報告である。

2. 理論

2.1 基本原理

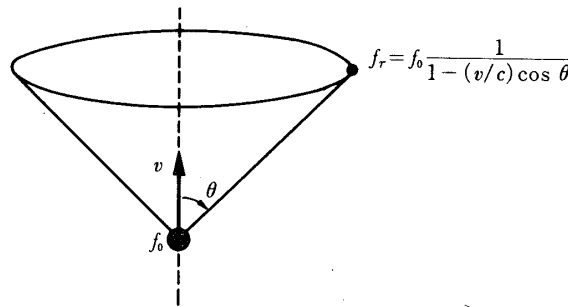
ドップラー MLS は、波源の運動によるドップラー効果を利用し、航空機に着陸のためのガイダンスを与えるものである。第1図に示す様に、周波数 f_0 で励振された波源が直線上を速度 v で等速運動する場合、頂角 2θ の円錐面上での受信周波数 f_r は

$$f_r = f_0 \frac{1}{1 - (v/c) \cos \theta}, \quad (1)$$

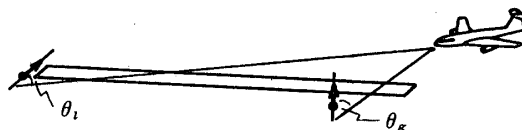
となり、

$$f_d = f_r - f_0 = f_0 \frac{(v/c) \cos \theta}{1 - (v/c) \cos \theta}, \quad (2)$$

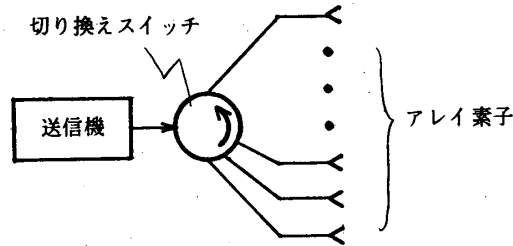
のドップラー推移を得る。但し c は光速である。ここで f_r 又は f_d は θ の函数であり、 v 及び f_0 が既知であれば、 f_r 又は f_d を知ることで、角 θ を一意的に決定することができる。従って第2図に示す様に、着地点付近に大地に垂直に、滑走路終端に大地と平行にこの様な運動するアンテナを設置する事により、着陸する航空機にグライドスロープ及びローカライザのガイダンスを与える事ができる。この方式によれば、着陸する航空機は自己の着陸能力に応じた着陸経路を任意に選ぶことができ、降下角が $2.5 \sim 3$ 度の直線状経路に定め



第1図 直線運動によるドップラー効果



第2図 ドップラーMLS



第3図 ドップラーアレイアンテナ

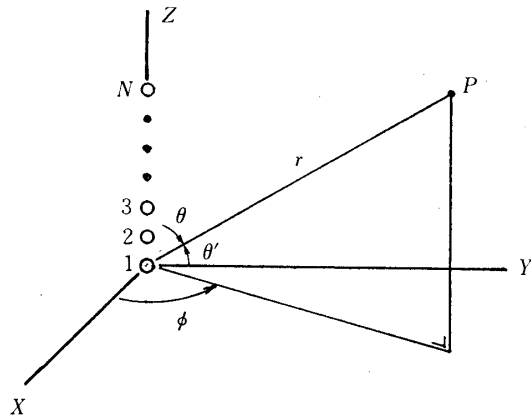
られていた従来の ILS に比べ、輻濺の問題を解決することができる。又市街地空港では、民家に接近する着陸経路を避けて飛行することも可能であり、大幅な騒音の減少を期待できる。

この様にドップラー MLS は、2基のアンテナを用いて航空機に着陸のためのガイダンスを与えるものであるが、十分なドップラー推移を得るためには、XやKuバンド程度の周波数帯を用いてもアンテナの運動速度を非常に大きくしなければならず、この様な運動するアンテナを実現することは事実上難しい。従って、静止したアンテナを用い、運動するアンテナと同様な効果を持たせる方法として、第3図の様に直線状に配列された多数個の素子アンテナを順次切り換える方法が考えられる。この様なアンテナを、ここではドップラーアレイアンテナと呼ぶことにする。ドップラーアレイアンテナに使用する切り換えスイッチは、機械的なもの、電子的なもの、いずれでも構わない。しかしながら機械的な切り換えスイッチでは、切り換え速度を大きくすることが難しい、機械的摩擦がある為に信頼性や保守の点で問題がある等の理由により、通常はPINダイオードを用いた電子的な切り換えスイッチが用いられる。

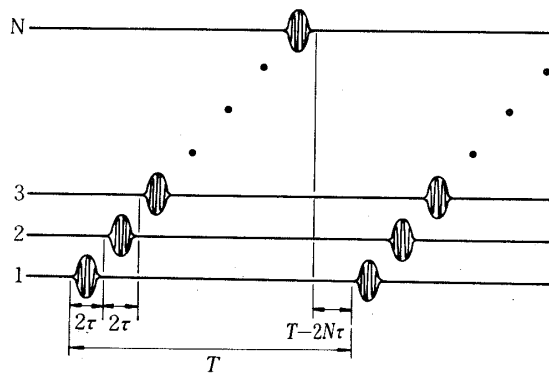
2.2 ドップラーアレイアンテナによる輻射界スペクトラム

第4図に示す様に、N個の等方性点波源をZ軸上に距離dで等間隔に配列し、第1番目の素子から第N番目の素子に向かって順次切り換え給電を行うとする。第5図は、各素子アンテナに給電される励振信号の切り換え状態を示したものであり、これは切り換えスイッチの各出力端子に現われる信号波形に等しい。同図に書き入れた様に、 2τ はスイッチング幅、Tは全切り換え行程の繰り返しの周期であり、以下 2τ を切り換え時間、Tを切り換え周期と呼ぶことにする。いま第5図の各切り換え波形を $h(t)$ 、そのフーリエ変換を $H(\omega)$ 、励振角周波数を ω_0 とすると、この様なドップラーアレイアンテナの、観測点 $P(r, \theta, \phi)$ に於ける輻射界スペクトラムは δ をデルタ関数として次の様に表わされる。

$$\Psi(P; \omega) = \frac{e^{-jA(\omega)}}{2rT} \Psi^*(P; \omega) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta \left[\omega - \left(\omega_0 + l \frac{2\pi}{T} \right) \right], \quad (3)$$



第4図 ドップラーアレイアンテナの座標系



第5図 切り換え波形

但し

$$\Psi^*(P; \omega) = H(\omega - \omega_0) \frac{\sin [N\tau(\omega - \alpha\omega_0)/\alpha]}{\sin [\tau(\omega - \alpha\omega_0)/\alpha]}, \quad (4)$$

$$A(\omega) = \frac{\omega}{c} \left(r + \frac{d}{2} \sin \theta' \right) + \frac{N\tau}{\alpha} (\omega - \alpha\omega_0), \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{1}{1 - (v/c) \sin \theta'}, \quad (6)$$

$$v = \frac{d}{2\tau}, \quad (7)$$

ここで θ' は θ の余角、 $\theta' = \theta - 90^\circ$ であり、以後は便宜上これを使うことにする。

(3)式は周期 $2\pi/T$ のラインスペクトラムを表わし、その大きさは $\Psi^*(P; \omega)$ によって決定される。 $\Psi^*(P; \omega)$ は、 $H(\omega - \omega_0)$ とデイリクレ核の積の形になっており、以下 $H(\omega - \omega_0)$ を第1包絡線、デイリクレ核を第2包絡線と呼ぶことにする。ドップラー効果の影響は、ドップラー因子 α を含む第2包絡線にだけ現われ、 v が一定ならば、 θ' の値に応じて第2包絡線が周波数軸上を左右に移動することになる。この時、第1包絡線及び各スペクトラルラインの位置は変らない。

もし函数 $h(t)$ を幅 2τ の単位方形波函数 $p_\tau(t)$ とすると、その場合の第1包絡線は、

$$H(\omega - \omega_0) = 2 \frac{\sin [(\omega - \omega_0)\tau]}{\omega - \omega_0}, \quad (8)$$

となる。これは切り換えスイッチの開閉が瞬時に行われる理想化された状態であるが、実際のスイッチが今回の実験で用いたものの様に十分な高速度動作のものであれば、第1包絡線を(8)式で与えても差し支えない。

なお(3)式は、各素子アンテナを等方性点波源としたものであるが、もし各素子アンテナが同一の輻射指向特性を持つならば、その時の輻射界スペクトラムは、(3)式に指向特性を表わす函数が乗せられる。

2.3 ドップラーアレイアンテナの設計

i) 送信周波数

ドップラー推移を能率良く生ぜしめるには、周波数はなるべく高い方が望ましい。しかしながら大気や降雨による減衰等の伝播特性、あるいは市販されているマイクロ波コンポーネントの性能や取り扱いの容易さ等を考慮すれば、Xバンド程度の周波数帯を使用するのが適当と考えられる。今回の実験では、手持ちのコンポーネントの特性が最も良好な9.6 GHzを送信周波数 f_0 として選んだ。

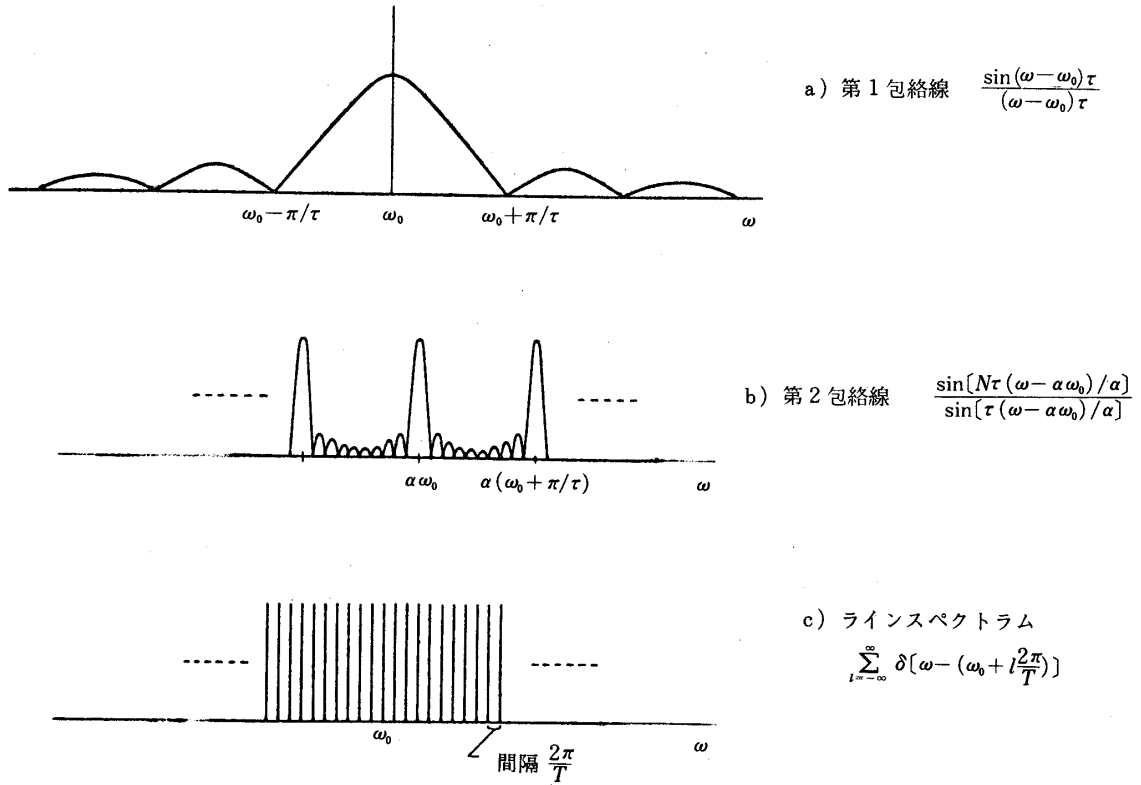
ii) 覆域

第2包絡線中心周波数の検出方法によって、同じドップラーアレイアンテナでも、その有効な覆域は異なってくる。ここでは便宜的に覆域を次の様に考える。

第6図は第1包絡線を(8)式で与えた場合の(3)式及び(4)式を、各乗数項別に示したものである。ここでb)は $\alpha\pi/\tau$ を周期とする周期函数であり、一般に第1包絡線主ローブの中には2つの第2包絡線主ローブが含まれる。いま θ' が正及び負に変化し、2つの第2包絡線主ローブの大きさが等しくなる時をその中心周波数を検出できる限界と考え、その時の θ' をそれぞれ θ'_1 及び $-\theta'_2$ ($\theta'_2 > 0$) とする。この時覆域 θ'_c は、 $\theta'_c = \theta'_1 + \theta'_2$ によって定義される。特に

$$\frac{v}{c} \sin \theta' \ll 1, \quad (9)$$

ならば、 θ' が θ'_1 となる時の第2包絡線主ローブ中心周波数は $\omega_0 + \pi/(2\tau)$ 、 θ' が θ'_2 となる時のそれは $\omega_0 - \pi/(2\tau)$ となる。又この時、覆域は $\theta'_c = 2\theta'_1$ となる。



第6図 輻射界スペクトラム

ドップラー推移周波数を ω_d とすれば一般に

$$\omega_0 + \omega_d = \frac{\omega_0}{1 - \frac{v}{c} \sin \theta'} \quad (10)$$

であるから、 θ' が θ'_1 になる時の ω_d を ω_{d1} とすると、

$$\omega_{d1} = \frac{\pi}{2\tau} \simeq \omega_0 \frac{v}{c} \sin \theta'_1 \quad (11)$$

従って(7)式を用いて

$$\theta'_1 = \sin^{-1} \left(\frac{\pi c}{\omega_0 d} \right) \quad (12)$$

故に覆域は、 $\omega_0 = 2\pi f_0$ として

$$\theta'_c = 2 \sin^{-1} \left(\frac{c}{2f_0 d} \right), \quad (13)$$

で与えられる。

今回の実験では、ローカライザ及びグライドパスに必要な有効角度範囲を想定して、覆域がそれぞれ 43.1 度と 15 度の 2 種類のドップラーアレイアンテナを設計した。

iii) 素子間隔

(13) 式よりアレイの素子間隔 d は

$$d = \frac{c}{2f_0} \operatorname{cosec} \frac{\theta'_c}{2}, \quad (14)$$

によって与えられる。i) 及び ii) で決定した f_0 、 θ'_c の値を (14) 式に代入し、 d の値を次の様に定めた。

a) $\theta'_c = 43.1^\circ$ に対し、 $d = 42.5 \text{ mm}$

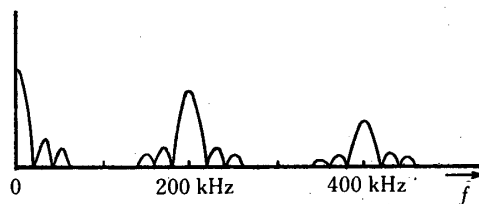
b) $\theta'_c = 15^\circ$ に対し、 $d = 120 \text{ mm}$

iv) 切り換え時間

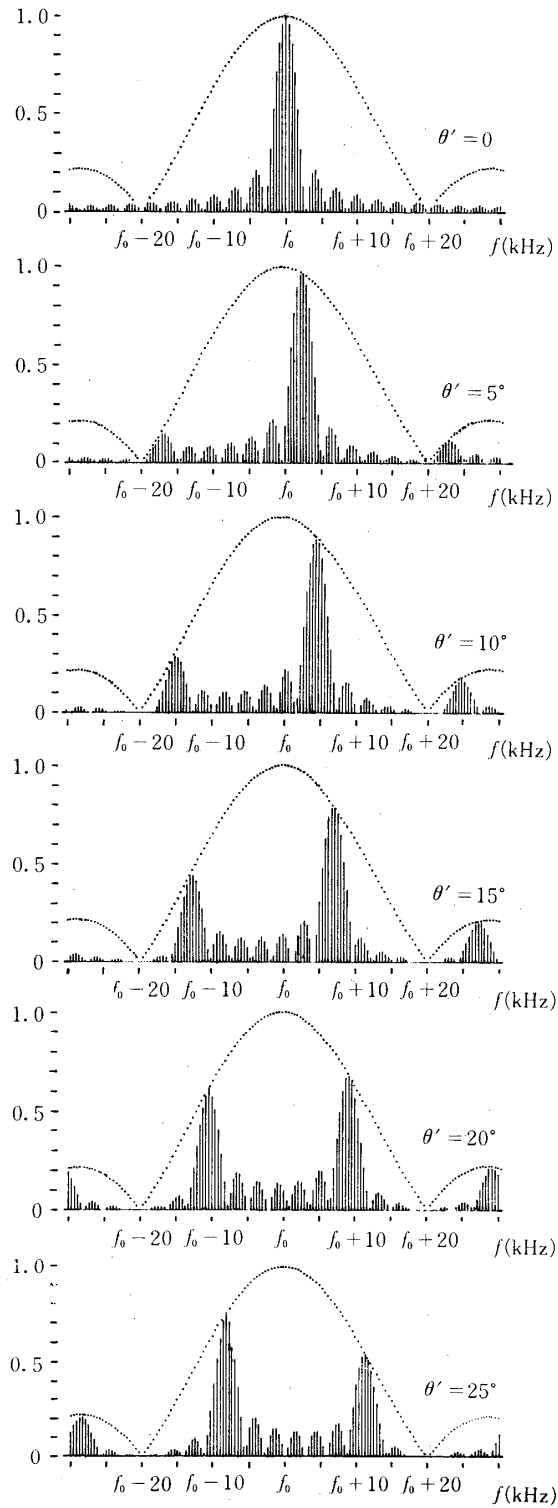
第 6 図、a) より分かる様に、切り換え時間 2τ の逆数は、第 1 包絡線主ローブ幅の 1/2 を与える。第 1 包絡線主ローブの中心周波数は $f_0 (= \omega_0/2\pi)$ であるが、後述する様に本実験では受信機の自乗検波段で、これが参照信号周波数 $\Delta f = 200 \text{ KHz}$ に変換される。しかしながら実際には変換は理想的に行われず、受信機出力信号には第 7 図に示す零及び倍周波のスプリアス成分が含まれる。これらスプリアス成分と 200 kHz 信号との干渉が考えられるために、第 1 包絡線主ローブ幅はある程度小さい方が望ましい。本実験では、変換周波数が 200 KHz であるので、第 1 包絡線主ローブ幅の半分 $f_{m1}/2$ を 50 KHz 以下となる様に、 $2\tau = 50 \mu\text{sec}$ を選んだ。なおこの時、第 1 包絡線主ローブ幅の半分は $f_{m1}/2 = 20 \text{ KHz}$ となる。又最大覆域角 θ'_1 におけるドップラー推移周波数 f_{d1} は、(11) 式から分かる様に $1/4\tau$ で与えられ、 $f_{d1} = 10 \text{ KHz}$ となる。

v) 切り換え時間

切り換え時間 T は、スペクトラルラインの角周波数間隔 Ω (周波数間隔 F) を規定する。即ち Ω あるいは F は



第 7 図 受信機出力信号

第 8 図 スペクトラムの計算例 ($f_0 = 9.6$ GHz)

第1表 計算に用いた常数值

切り換え時間 (2τ)	50 μsec
切り換え周期 (T)	2400 μsec
送信周波数 (f_0)	9.6 GHz
素子間隔 (d)	42.5 mm

$$\Omega = 2\pi F = \frac{2\pi}{T} \quad (15)$$

で与えられる。受信スペクトラムの形状を観測するには Ω はある程度小さい方が都合が良く、本実験では $T = 2400 \mu\text{sec}$ とした。この時 $F = 417 \text{ Hz}$ となり、第2包絡線主ローブには、約13本のラインが含まれる。

vi) 素子数

素子数 N が大きい程、第2包絡線主ローブ幅は狭くなり、波源が連続運動を行う状態に近くなる。一般に N が大きい方がドップラー推移周波数の検出は容易であるが、今回の実験では、手持ちの切り換えスイッチの関係より、 $N = 7$ とした。

2.4 輻射界スペクトラムの計算例

切り換え波形を単位方形波函数とし、今回の実験に於ける $N = 7$ の場合について、(3)式により計算した輻射界スペクトラムの一例を第8図に示す。なおこの時、第1包絡線は(8)式で与えられる。又計算結果は、 $\theta' = 0$ 、 $f = f_0$ の時に、 $|\Psi| = 1$ となる様に正規化を施してある。又 N 以外の常数值は第1表の様に与えた。これは後述する実験における常数值と同じ値である。

3. 実 験

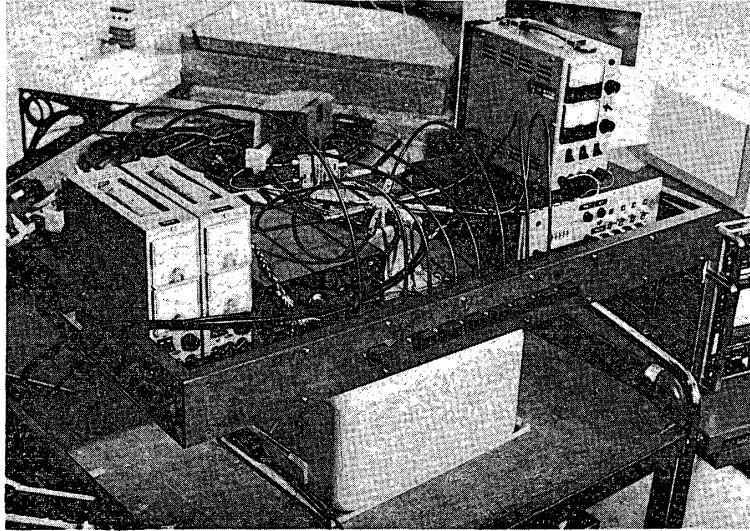
7素子のドップラーアレイアンテナを試作し、受信機の実出力波形とその周波数スペクトラム、角度特性等について測定及び確認を行った。以下に実験システム、実験結果について、順を追って述べる。

3.1 実験システム

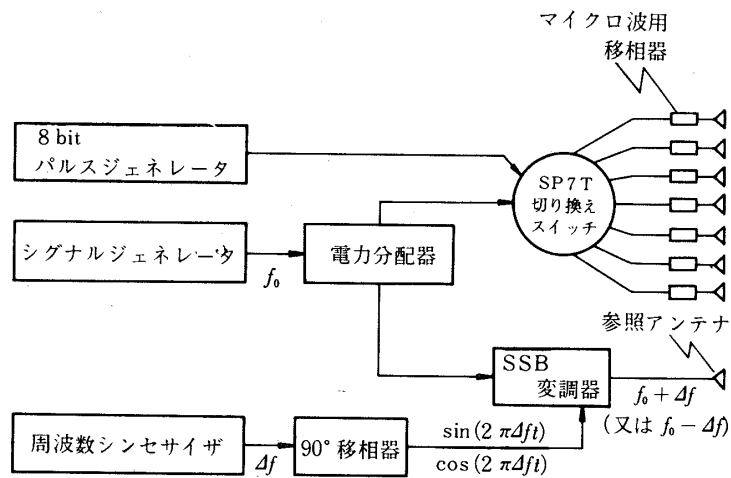
送信側の発振段には、通常はクライストロンやガンダイオード等を用いるが、これ等の発振源の周波数は完全に一定ではなく、ここで得られるドップラー推移周波数程度の周波数変動は常に存在する。本システムではこの変動の影響を除くために、送信周波数より正確に Δf だけ周波数のずれた参照信号を固定したアンテナより送信し、受信側で主信号と参照信号のビートを取る方法を用いている。第9図に、実験に用いたドップラーアレイアンテナの外観を示す。

i) 送信システム

第10図に、本実験に用いた送信システムのブロック図を示す。シグナルジェネレータの発振段にはクライストロンが使われており、1 mW の出力が得られる。出力信号は電力分配器により2分され、切り換えスイッチ及びSSB変調器に加えられる。



第9図 ドップラーアレイアンテナの外観



第10図 送信システム

8 bit パルスジェネレータは、8個の出力端子に順番に、時間的に少しずつ遅れたパルス信号を出力する。8個の出力端子のうち、1番から7番の7個の出力パルスを切り換えスイッチ駆動用信号として用い、最後の8番目の出力端子は開放状態にしてある。又切り換えスイッチは、入力数1、出力数7 (SP7T: Single Port 7 Through) の、PIN ダイオードを用いたものであり、各回路の開閉は、7個のドライバ入力端子に加えられる信号によ

って行われる。ドライバはスイッチモジュール内に組み込まれており、TTL動作となっている。従って8 bit パルスジェネレータの出力レベルも、TTLレベル(3.5~4.5 V)のものが得られる様になっている。

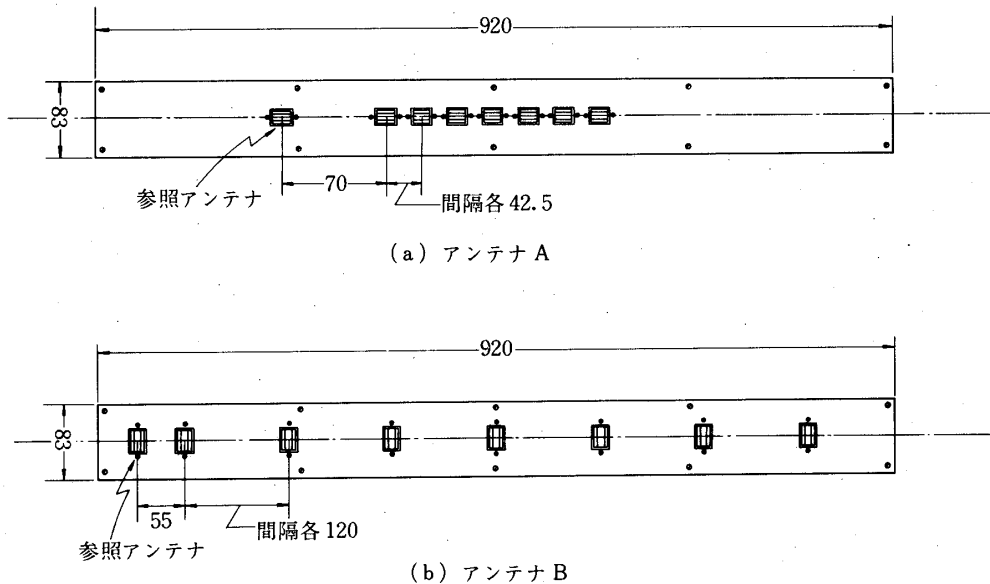
マイクロ波用移相器は、各素子アンテナ開口における位相を揃えるためのもので、同軸トロポーン形のものである。切り換えスイッチの位相特性、あるいは給電用ケーブル長が不揃いである場合のために、これを付加した。

周波数シンセサイザにより得られる安定した周波数 Δf は、90度移相器に加えられる。90度移相器は、2個の出力端子を有しており、互いに90度の位相差を持つ信号が得られ、それらはSSB変調器の信号入力端子に加えられる。SSB変調器は、ここでは周波数変換器としての働きを行っており、シグナルジェネレータの発振周波数を f_0 とすると、 $f_0 + \Delta f$ 又は $f_0 - \Delta f$ の出力信号が得られ、これが参照信号送信用のアンテナから送信される。

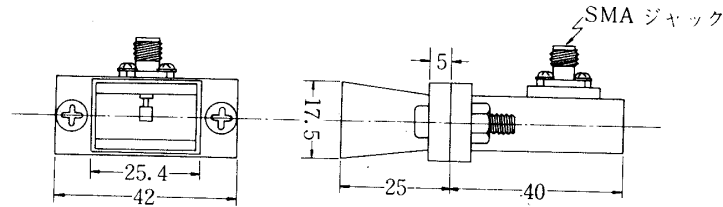
ii) 送信アンテナ

実験用のドップラーアレイアンテナには、ローカライザ用及びグライドパス用として、それぞれ覆域が43.1度のものと15度のもの、2種類を製作した。以下これ等をそれぞれ、アンテナA及びBの名称で呼ぶ事にする。第11図にこれ等のアンテナの正面図と主要部の寸法を示す。

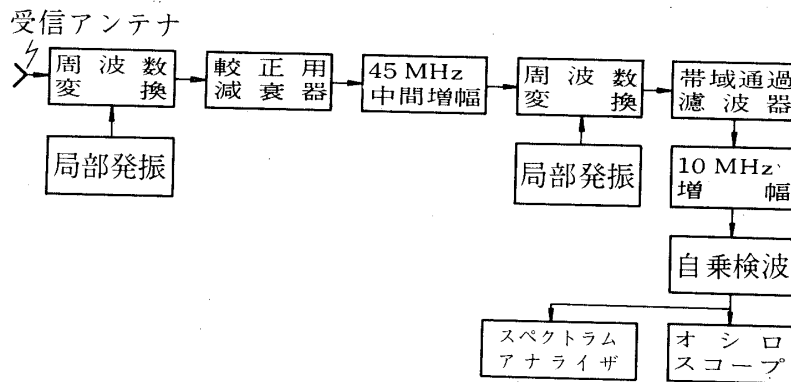
第12図は素子アンテナとして用いたE面セクトラルホーンアンテナの形状であり、参照アンテナをも含めて、全素子に同一のものを用いた。



第11図 実験用ドップラーアレイアンテナ



第12図 素子アンテナ



第13図 受信システム

iii) 受信システム

第13図に実験用受信システムのブロック図を示す。受信部は、45 MHz、10 MHzを中間周波数とするダブルスーパーヘテロダイン方式である。10 MHz 中間増幅前段に挿入された帯域通過滤波器は、切り換えスイッチにより帯域幅を切り換える様になっているが、今回の実験ではその通過帯域を 10 ± 0.25 MHz に選んだ。

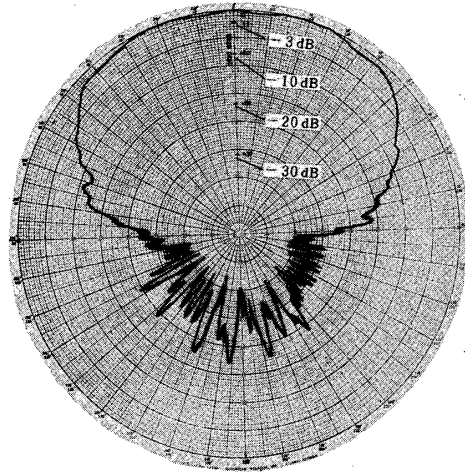
受信部最終段の自乗検波出力端からは、周波数 Δf を中心とするドップラー推移信号が得られ、その時間軸に対する波形をオシロスコープで、又周波数軸に対する波形をスペクトラムアナライザで観察、記録する。

3.2 実験結果

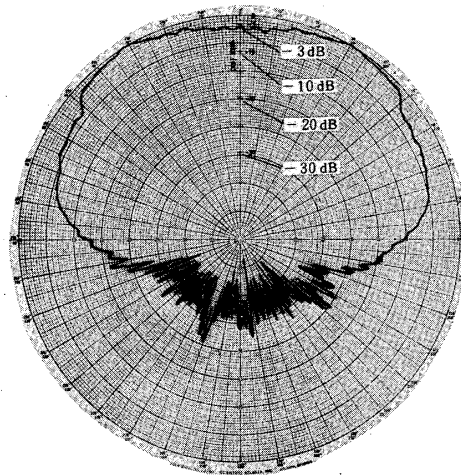
実験は、本研究所内の電波試験棟で行った。ドップラーアレイアンテナの輻射角 θ' を変化させるために、送信側アンテナを回転台で回転する方法を取った。なお全実験を通じて、送受アンテナ間のサイトスパンは、12.5 mである。

i) 素子アンテナの輻射指向特性

第14図に、単体の素子アンテナの輻射指向特性を示す。これはドップラーアレイアンテナの中央部の1個の素子アンテナだけを働かせ、他の6個はOFFの状態にして測定したものである。a) はH面輻射パターンで、アンテナAによって得られたもの、又 b) はE面輻



a) H面パターン



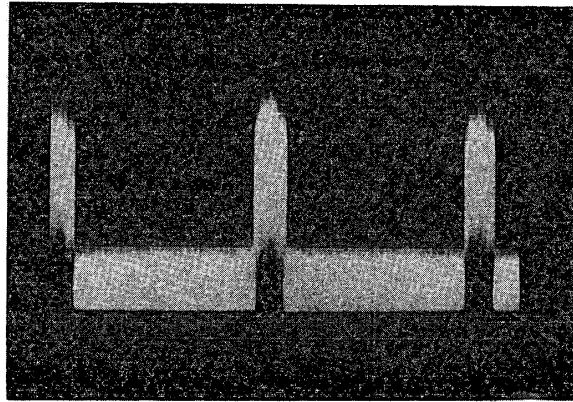
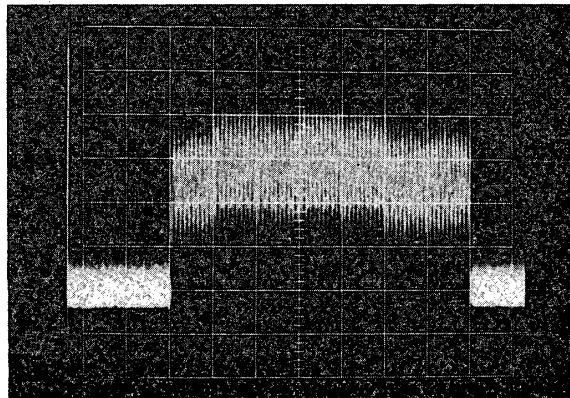
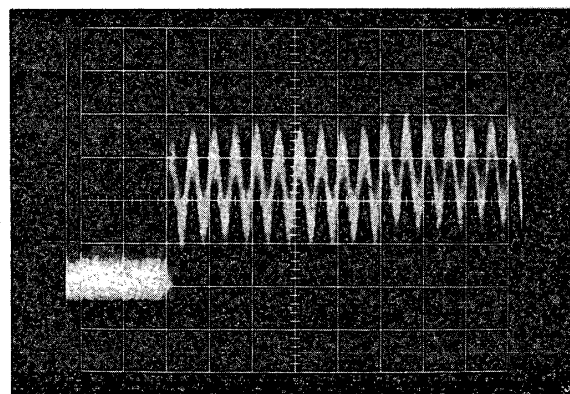
b) E面パターン

第14図 素子アンテナの輻射指向特性

射パターンで、アンテナBによって得られたものである。両図より、覆域内ではH面、E面、共に輻射界強度を一定として差し支えない事が分かる。

ii) 時間軸に対する出力波形

自乗検波段の出力信号をオシロスコープで観察、記録した波形の1例を、第15図に示す。これはアンテナAにより得られたものであり、この時の送信側の常数値は第2表に示す通り

a) 縦軸 $50 \mu\text{V}/\text{div.}$, 横軸 $500 \mu\text{sec}/\text{div.}$ b) 縦軸 $50 \mu\text{V}/\text{div.}$, 横軸 $50 \mu\text{sec}/\text{div.}$ c) 縦軸 $50 \text{ mV}/\text{div.}$, 横軸 $10 \mu\text{sec}/\text{div.}$

第15図- 時間軸に対する出力波形

第2表 送信システム常数值 (アンテナA)

切り換え時間	(2τ)	50 μ sec
切り換え速度	(v)	850 m/sec
切り換え周期	(T)	2 400 μ sec
送信周波数	(f_0)	9.6 GHz
参照信号偏移周波数	(Δf)	200 KHz
輻射角	(θ')	0°

である。 $\theta' = 0$ 以外の、他の場合についても同様の波形を得ることができるが、その形は極めて似通っており、波形の観測だけでドップラー推移の判定を行うことは難しい。従ってここでは、 $\theta' = 0$ の場合を参考程度に示すに止める。なお同図の b), c) は、a) のパルス1個分、及びその立ち上がり部分を拡大したものである。

iii) 周波数スペクトラム

供試用のドップラーアレイアンテナの輻射角 θ' を変化した時に得られるドップラー推移の状況を、スペクトラムアナライザで観測した。第16図及び第17図は、アンテナA及びBにおけるそれぞれの結果の一部であり、又第2表及び第3表は、この実験を行った時の送信側の常数值である。第16, 17図より、受信スペクトラムの第2包絡線が、 θ' の変化に伴って周波数軸上を移動する状況が明らかである。又第16図を第8図と比較すると、実験で得られた波形が、理論による計算結果と良く一致していることが分かる。尚第17図につ

第3表 送信システム常数值 (アンテナA, 第16図に対応)

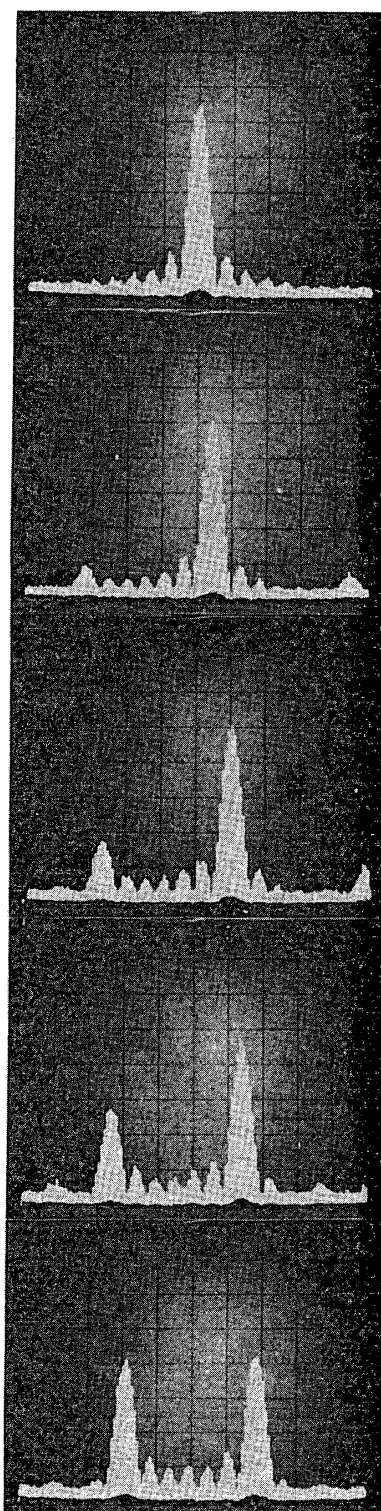
切り換え時間	(2τ)	50 μ sec
切り換え速度	(v)	850 m/sec
切り換え周期	(T)	2 400 μ sec
送信周波数	(f_0)	9.6 GHz
参照信号偏移周波数	(Δf)	200 KHz

第4表 送信システム常数值 (アンテナB, 第17図に対応)

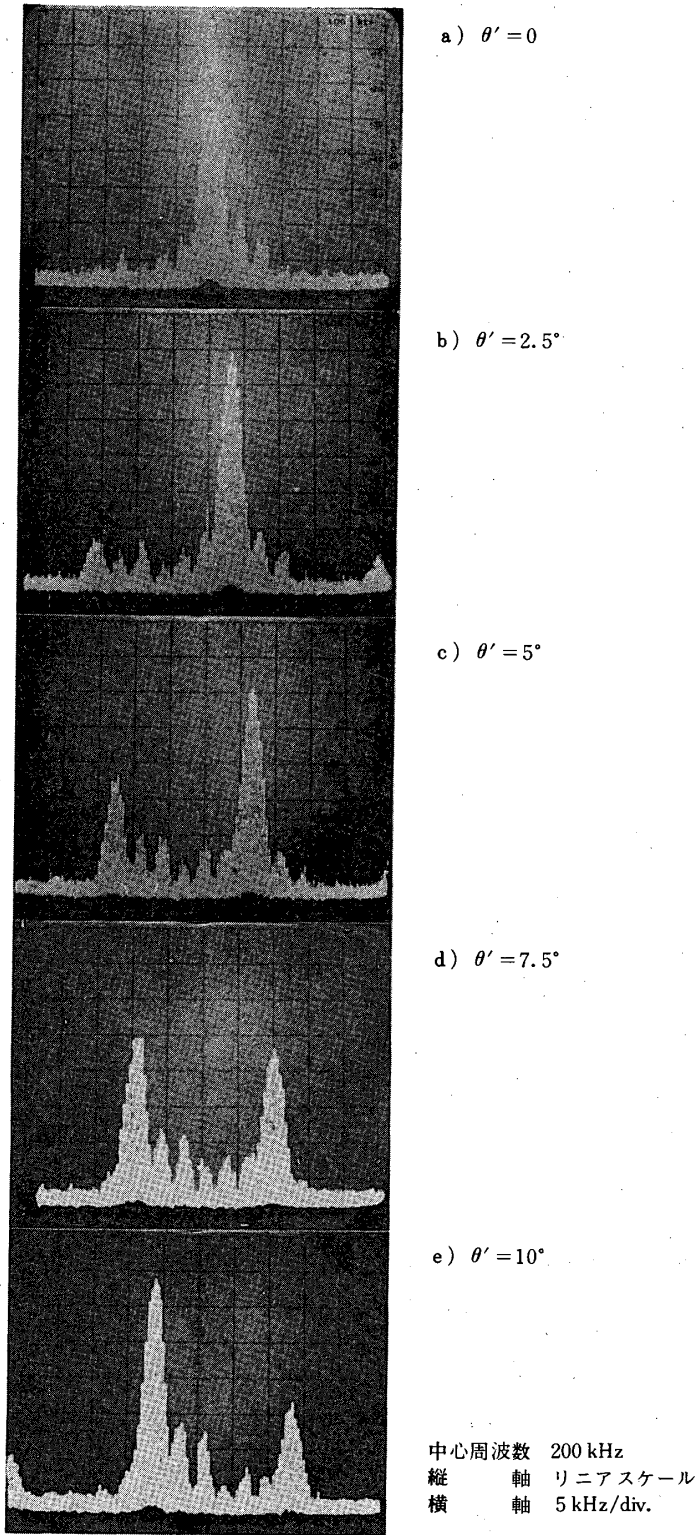
切り換え時間	(2τ)	50 μ sec
切り換え速度	(v)	2 400 m/sec
切り換え周期	(T)	2 400 μ sec
送信周波数	(f_0)	9.6 GHz
参照信号偏移周波数	(Δf)	200 KHz

いては特に計算例を示さなかったが、実験結果と理論による計算値は、良く一致する事が確認された。

第18図は、輻射角 θ' を種々変化させた時、スペクトラムアナライザから第2包絡線主ロ

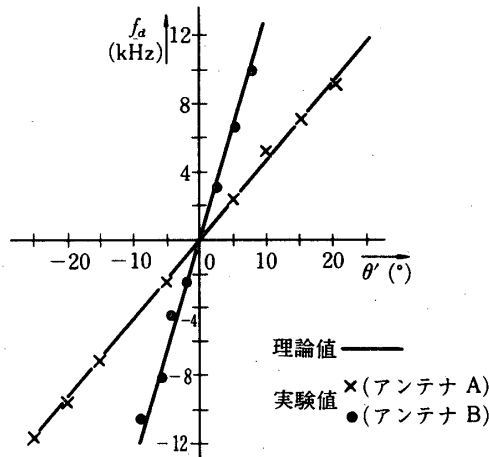
a) $\theta' = 0$ b) $\theta' = 5^\circ$ c) $\theta' = 10^\circ$ d) $\theta' = 15^\circ$ e) $\theta' = 20^\circ$

中心周波数 200 kHz
縦 軸 リニアスケール
横 軸 5 kHz/div.



第17図 受信々号の周波数スペクトラム (アンテナB)

ープの中心周波数 f_c を読み取り，ドップラー推移周波数 f_d ($f_d = f_c - \Delta f$ ， $\Delta f = 200$ KHz) に換算したものを，理論値と共に示したものである．同図より，理論値と実験値がほぼ一致すること， f_d と θ' は， θ' が小さい範囲で比例関係にあることが分かる．



第18図 ドップラー推移周波数と輻射角

4. あとがき

実験により得られた結果と理論値は良く一致し，これまでに得た理論の正しいこと，及び今後の実用化の可能性を確認することができた．

ドップラーアレイアンテナから輻射される信号波に含まれる利用可能な情報は，周波数軸上における第2包絡線主ローブの中心位置として得られる．従ってそれを正確に検出する方法が問題となる．今回の実験では，受信スペクトラムの観察等に加えて，周波数カウンタを用いた第2包絡線主ローブ中心周波数の検出に関する実験をも合わせて行った．しかしながら素子数が少ないために角度分解能が悪く，多少不備な点もあるために，その結果は付記として付録で述べることにした．

今回の実験で試みた周波数カウンタを用いる方法以外にも種々の方法が考えられ，それらの中にはたとえば，トラッキングフィルタを用いて2本の必要なスペクトラムだけを取り出し，文献[6]の理論に従って第2包絡線主ローブ中心周波数を推定する方法等，必ずしも多くの素子数を必要としない方法もある．しかしながら一般に，少ない素子数で済む方法は受信側に高級なシステムを必要とする．言うまでもなく検出は，なるべく簡単なシステムにより，正確且つ短時間であることが望ましい．又地上，機上施設共に，経済性に優れるという条件も考慮しなければならない．各種のシステムの持つ長所，短所を考え，実験及び理論的検討により，最も確実且つ有効な検出方法を選出することが，当面の課題であると考えらる．

謝 辞

ドップラーアレイアンテナの製作について多々御協力戴いた、中川廣主任を始めとする本所工作工場の方々、並びに記録写真の整理に御援助下さった写真掛の方々に感謝する。

1977年12月9日 計測部

参考文献

- [1] L. L. Sanders and V. J. Fritch, "Instrument Landing Systems", IEEE Trans-
on Commun., vol. COM-21, No. 5, pp. 435 ~ 454, May 1973.
- [2] 松田節雄, 「新しい着陸誘導方式」, 昭和51年度電気四学会連合大会, pp6-5 ~ 6-8.
- [3] 飯口真一, 「ドップラ・アレイ・アンテナによる遠方界のスペクトル」, 宇航研報告, 第11巻
4号(A), pp. 839~856, 1975年11月.
- [4] 大野繁樹, 島田一雄, 「直線運動する波源による輻射界及びそのスペクトラム」, 宇航研報告,
第11巻4号(A), pp. 857 ~ 868, 1975年11月.
- [5] 飯口真一, 大野繁樹, 島田一雄, 「ドップラーアレイアンテナによる遠方界の周波数スペクト
ル」, 昭和51年度電子通信学会総合全国大会, p 3-100, No. 581
- [6] 飯口真一, 「周波数測定によりスペクトルの包絡線中心を推定する方法」宇航研報告第12巻
2号(A), pp. 425 ~ 435, 1976年5月.

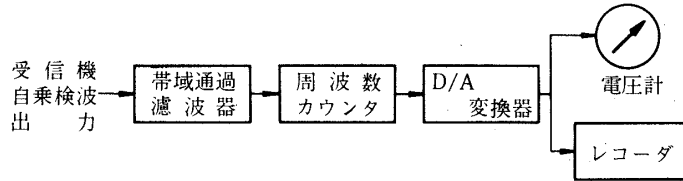
付 録 周波数カウンタによるドップラー周波数の検出

(4)式から分かる様に, ドップラー角周波数 $\alpha\omega_0$ は, 第2包絡線主ローブの中心周波数として与えられる. 本文の実験と並行して, 周波数カウンタによる同中心周波数の検出に関する実験を行った.

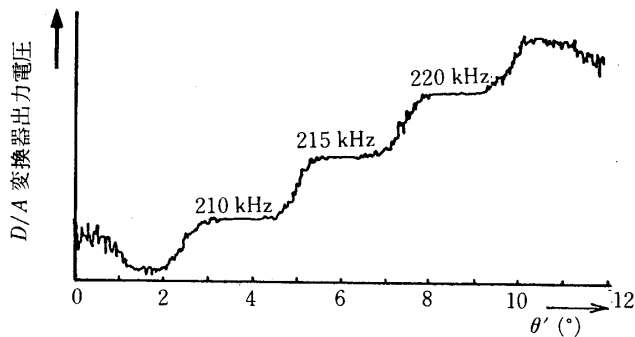
A-1 実験システム

第A1図は, 本実験のブロック図である. 受信機の自乗検波段出力から得られる信号には, 必要とする主信号の他に, 直流及び倍周波のスペリアス信号も含まれる. 又輻射角 θ' が零以外の値では, 第1包絡線内に2つの第2包絡線主ローブが入るが, ドップラー周波数の検出に必要とするのは1つだけであり, 他の1つは不必要である. 従って, これらの不要成分を帯域通過濾波器で除いた後, 周波数カウンタを用いて周波数のデジタル表示を行なわせる. 又それと同時に, 周波数カウンタへの入力信号をスペクトラムアナライザに加え, スペクトラムの観察を行う. 帯域通過濾波器の中心周波数は220 KHz, 又通過帯域幅は20 kHzである. ここで用いた周波数カウンタは, ある一定時間内の信号の零交叉数を計数し, その結果を周波数に換算する零交叉型のものである. 又同カウンタには, その表示に用いるデジタル信号が外部端子に得られる様になっている. 本実験における周波数カウンタ表示の記録は, 表示に用いたデジタル信号をアナログ量に変換し, 電圧計で監視しながらペンレコーダで記録する方法を用いた. なお本文に述べた実験では, 送信システムの常数值を $2\tau = 50 \mu\text{sec.}$, $T = 2400 \mu\text{sec.}$ とした. しかしながら周波数カウンタにより表示を行わせる場合, その動作を確実にするためには第2包絡線主ローブに含まれるスペクトラルラインの数は極力少ない方が望ましく, 又その間隔は, 周波数カウンタの精度に比べてある程度広い方がよ

い. 従って本実験ではそれらを, $2\tau = 25 \mu\text{sec.}$, $T = 200 \mu\text{sec.}$ とした. この時のスペクト



第A1図 実験システム



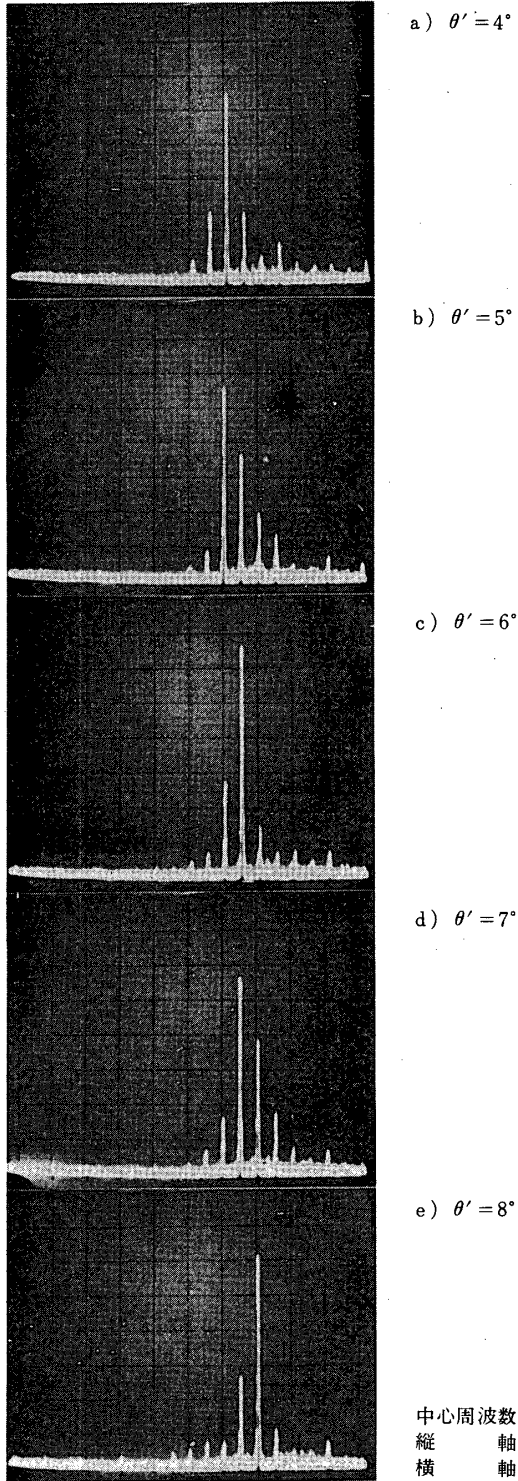
第A2図 周波数カウンタ出力波形
(数値は周波数カウンタの表示値を表わす)

ラルラインの間隔 F は, 5 kHz となる. これは $2\tau = 25 \mu\text{sec}$ の時に本システムが取り得る最小値である.

A-2 実験結果

第A2図は, ドップラーアレイアンテナの輻射角 θ' を変化させた時, レコーダにより記録された波形である. 又第A3図は, この時の周波数カウンタ入力信号の周波数スペクトラムを記録したもので, 第A1表はこの実験を行った時の送信システム常数值である. なお本実験では, 送信アンテナとしてアンテナBを用いている.

第A2図より明らかな様に, 周波数カウンタの表示は, θ' の変化に対して 5 kHz をステップ幅として変化している. これは信号のスペクトラルラインの間隔と一致する. 第A2図と第A3図を見比べると分かる様に, 周波数カウンタは多数個存在するスペクトラルラインのうち, その1つについて周波数表示を行っている. どのスペクトラルラインについて表示を行うかは, 一般に振幅の大きいものが優勢であるが, その他に多数個のスペクトラルラインがある場合には, それに引き込まれることもある. しかしながらいずれにしても, 各スペクトラルラインの間の周波数は表示しにくく, 表示を行ったとしても非常に不安定である事が第A2図より分かる.



第A3図 周波数カウンタ入力信号のスペクトラム

第A1表 送信システム常数值 (アンテナB)

切り換え時間 (2τ)	25 μ sec
切り換え速度 (v)	4800 m/sec
切り換え周期 (T)	200 μ sec
送信周波数 (f_0)	9.6 GHz
参照信号偏移周波数 (Δf)	200 KHz

A-3 本方式に対する検討

本実験で試みた方法は装置が比較的簡単であり、その信頼性も高い、しかしながら7個という少ない素子数では、第A2図からも分かる様に、 θ' の変化に対する周波数カウンタの出力は粗い階段状になり、角度分解能は極端に悪い状態を示している。これを改善するには以下に述べる様に素子数を増せば良く、技術的にはさして困難ではない。

本方式の角度分解能は、スペクトラルラインの間隔 Ω により決められることが、実験の結果より明らかである。いまドップラー推移周波数を ω_d とすると、

$$\omega_d \approx \omega_0 \frac{v}{c} \sin \theta', \quad (\text{A1})$$

であるから、この両辺の変分を取ると、

$$\Delta \omega_d = \omega_0 \frac{v}{c} \cos \theta' \Delta \theta', \quad (\text{A2})$$

が得られる。(A2)式は、ドップラー推移周波数を微小量 $\Delta \omega_d$ だけ変化させるに必要な角度増分 $\Delta \theta'$ を与えており、ここで $\Delta \omega_d$ を Ω に等しいと置いた時の $\Delta \theta'$ が、本方式における角度分解能を与えることになる。いま θ' が十分に小さいとすると、 $\cos \theta' \approx 1$ であるから

$$\Delta \theta' = \frac{v}{c} \frac{2\pi}{\omega_0 T} = \frac{c}{v} \frac{1}{f_0 T}, \quad (\text{A3})$$

が本方式における角度分解能として得られる。 T を最小にした場合は $T = 2N\tau$ であるから、(7)式を用いて、

$$\Delta \theta' = \frac{c}{d N f_0}, \quad (\text{A4})$$

となり、 d 、 f_0 を一定とすると、 N が大きい程角度分解能は良くなる。尚ここで (A3) 式より、 N によらず単に T を大きくすることにより $\Delta \theta'$ は小さくなる。しかしながらその場合、第2包絡線主ローブに入るスペクトラルラインの数が増大し、周波数カウンタの動作が不安定になることが考えられるので、 T はある程度小さい方が望ましい。

本実験では $T = 200 \mu$ sec としたので、理論的な角度分解能の限界は、(A3)式より

$\Delta\theta' = 1.86^\circ$ である。これを 0.2° 程度に改善するには (A 4) 式より

$$N = \frac{c}{d\Delta\theta' f_0}, \quad (\text{A } 5)$$

であるから、約 75 個の素子が必要になる。この様に、素子数を増すことにより十分実用的な角度分解能を得ることができるが、その場合でも θ' の変化に対する零交叉数は離散的に変化し、常に角度分解能の限界が存在することは本方式では免がれ得ない。